

⑩ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A) 平2-276351

⑬ Int.Cl.

H 04 L 27/22
H 03 H 19/00

識別記号

厅内整理番号

Z

8226-5K
8837-5J

⑭ 公開 平成2年(1990)11月13日

審査請求 有 発明の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 FSK復調回路

⑯ 特 願 平2-76353

⑰ 出 願 昭55(1980)11月7日

⑱ 特 願 昭55-157193の分割

⑲ 発明者 向山文昭 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 株式会社諏訪精工舎内

⑳ 出願人 セイコーエプソン株式 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
会社

㉑ 代理人 弁理士 鈴木喜三郎 外1名

明細書

1. 発明の名称

FSK復調回路

数帯域のフィルタとして別個に構成され、前記クロック回路は周波数規格の異なる全二重通信方式に応じて受信周波数帯域側のSCFクロック周波数を選択発生する、特許請求の範囲第1項に記載のFSK復調回路。

2. 特許請求の範囲

(1) マーク、スペースに対応した異なる周波数によりZ値信号を受信復調するFSK復調回路に於て、対になるマーク、スペース周波数を通過させる帯域フィルタにSCF(スイッチト・キャパシタ・フィルタ)を用い、該フィルタにクロックを供給するクロック回路、2種類以上の周波数から1つを選択して発生する手段を有した事を特徴とするFSK復調回路。

(2) 前記クロック回路の周波数が全二重通信方式の2つの周波数帯域の受信周波数帯域側に対応したSCFクロック周波数を選択発生し、SCFの通過帯域を切り換える特許請求の範囲第1項記載のFSK復調回路。

(3) 前記SCFが全二重通信方式の2つの周波

3. 発明の詳細な説明

本発明は、前記帯域フィルタとして、スイッチト・キャパシタ・フィルタ(以下SCFとする)を用いたFSK復調回路に関する。FSK復調回路は安価な低速用モードとして用いられ特にカップラ・モードは簡便に利用できる事から広く用いられている。FSK復調回路は低速であるが簡単に周波数分割して全二重通信を2線で可能としているが、それだけにフィルタの重要度は高い。特にカップラモードに於ては、電話器のハンドセットを通して送信信号が受信側へ戻ってくるため、これから受信信号を分離するので高精度のフィルタが要求される。従来に於ては高価なLCフィルタを使用したり高次のアクティブフィルタの実現

に高度な部品選別、調整を余儀なくされ、高価、且つ大形なものとなっていた。しかし近年オペアンプ、容量とスイッチング素子で抵抗を置き換えたIC化フィルタが開発され、スイッチト・キャパシタ・フィルタと呼ばれている。精度はコンデンサの比とクロック周波数によって定まり、容量はICのバターン面積、クロック周波数は水晶発振器により高精度化され無調整で高精度高次のフィルタを構成する事ができる。専用する周波数領域に対しクロック周波数の比は通常数十倍で、標準化される標準化フィルタである。よってSCFはクロック周波数により通過帯域が移動する性質があり、バンドバスフィルタの周波数を2倍にすれば通過帯域も2倍に上昇する。

本発明はFSK復調回路のフィルタとして高精度でIC化可能であり、モードの低コスト化・小型化に適するSCFの応用方法を提供するものである。

本発明の目的は、クロック切り換えによりSCFのフィルタ数を減少させる事にある。又本発明

の他の目的はSCFのクロック切り換えにより異なる仕様のFSK復調回路の実現を図る事にある。以下図面により本発明の詳細な説明を行なう。

第1図はFSKモードとして代表的なカップラモードのFSK信号の流れを表わしたものである。スピーカ1の送信信号が電話器のハンドセット3のスピーカを通じ音響信号に変換され、カップラのマイクロホン2によりモードで受信復調される。問題なのはハンドセットではマイクロホンに入った音響信号が自己のスピーカに戻ってくる様設計されており、通話の時は免声者は自分の声も耳に入れる事ができるので便利であるが、データ通信に於ては受信信号と自己の送信信号が混ざってしまい、バンドバスフィルタにより分離する事が不可欠となる。受信信号は回線の減衰を受け低レベルになるのに対し、戻ってくる送信信号は自己送信レベルと同等で高レベルであってフィルタの重要度は非常に大きい。又直結モードの場合ハイブリットトランジスタ等を利用して送信信号の帰還をキャンセルする事ができるが、インピーダンス不

整合等の影響で零にはできない。その他復調S/N能力向上のためにもフィルタの性能は直接効いてくる。第2図はFSK信号の周波数分割を示したものである。CCITTによる規格等各種の周波数割り当てがされており、代表的なものとして点線にCCITT規格、ベル規格を実線で表わす。黒丸はCCITT規格、白丸はベル規格のマーク又はスペースを表わし、我が国で用いられているCCITT規格によるものは低群のマークが980Hz、スペースが1180Hz、高群のマークが1650Hz、スペースが1850Hzである。高群と低群を区切るためにバンドバスフィルタが必要になると共にモードに予め設定するか、モードのスイッチ切り換えで低群送信モードか、高群送信モードに切り換え相手側のモードの送信帯域と逆にする必要がある。

第3図は従来のFSK復調回路のブロック図である。マイクロホン4、ハイパスフィルタ5、アンプ6、バンドバスフィルタ8、リミッタ8、復調回路より構成される。5は低域にある衝撃、

振動聲音を除去し、復調回路の方式としてはマーク、スペースに対応したバンドバスフィルタのレベル等を取る方式、PLLを用いVCO出力を復調出力として利用する方式、カウンタにより周期を測定する方式などがある。7のバンドバスフィルタに関しては前述した様に高群を受信するか、低群を受信するかで通過帯域を切り換える必要があり、逆信する帯域と逆になる事は言うまでも無い。その為LCフィルタを2系列用意し入出力を切り換える為非常に高価になる。又アクティブフィルタの定数を切り換える方式もあり第4図にそれを示す。第4図は2次のRCアクティブバンドバスフィルタであって、6次のフィルタを実現するために3段カスケードに接続される。特性は、抵抗11、12とトランジスタ13により抵抗を11のみか11と12の並列値かで切り換える事ができる。14はベース抵抗、H/Lは切り換え信号で高域受信はHレベルになって13をオン、低域受信はLレベルとなる。しかしこの切り換え回路は、6次なら3段分必要であり、又RCアク

ティプフィルタの性質として高精度を得るには、R、Cの選別及び調整が困難であり長期信頼性、温度特性も劣る。言い換ればこうした誤差を見込んで設計する事になり、急峻なカットオフ特性を得にくい。

第5図は本発明のSCFを用いた復調回路のブロック図であり、IC化により無調整での高精度化、信頼性、小型化、低コスト化が図れる。マイクロホン15、コンデンサ16と抵抗17によるハイパスフィルタ、アンプ18を通し受信信号はSCF19に入力される。SCFは出力にクロック周波数が階段状に重畠されているので抵抗20、コンデンサ21による、ローパスフィルタを通して後バッファ22とコンデンサ23、抵抗24でSCFのオペアンプの影響によるオフセットを除去する。SCFの折り返し雑音防止フィルタは入力がマイクロホンを通した音響信号であり、高域の折り返し領域のエネルギーはほとんど存在せず省略できる。25はアンプ、26はリミッタ、27はコンパレータ、28は復調回路である。復調

回路はコンパレータの出力である方形波をカウントでマークかスペースか周期測定しデジタル信号を得る。カウント方式はロジックのみで構成できIC化が非常に容易であるが、ノイズレベルの低い入力を必要とする。この欠点は高次SCFの採用により解消される。又アンプを18、25とSCFの端後に分散しているのは比較的SCFはノイズが大きくレベルの大きい位置で用いたいのと、SCFの入力に、雑音等によりクリップ、疊んだ波形を入力しない様できるだけ小さなレベルで用いたといった2つの相反する要求を満足させる事にある。その他22、23、24のハイパスフィルタは波形の+側-側に偏ってリミッタが動作するのを防止すると共に、リミッタ・コンパレータ間も交流結合として正確なゼロクロスコンパレータを形成し復調能力が低下しないようする。SCFのクロックは2つの分周比を有する発振分周回路30と水晶発振器29によって得られ、分周比はH/L入力により高群又は低群に通した分周周波数を与える。例として、バンドバスの中心周

波数とSCFのクロック周波数の比を58とすればCCITT規格では1080Hzの58倍である62.64KHzと1750Hzの58倍である101.5KHzとなり水晶周波数を1MHz各々の分周比を16.10とすればほぼ目的のクロック周波数を得事ができる。可変分周回路の動作モードは切り換えてあって高速動作を必要としないで、回路構成は容易である。本発明によりSCFは1組で良く、簡単なロジック回路のみで高群、低群共に使用できる。その結果比較的IC上面積を占有するオペアンプ部分を減少させると共に、消費電力を低下する。

第6図は本発明の可変分周回路の実施例であつて第5図の30に相当する。水晶振動子31、CMOS等によるインバータ33、帰還抵抗32により発振された1MHzが分周段に入力される。DタイプFF34～37の内34～36は1/8又は1/5で動作する分周段であり、H/LしがHレベルであればアンドゲート38により34～36をLSBとした2進出力101で論出し、FFをリ

セットして000に戻す。H/LしがLレベルであれば全くリセット動作を行わず1/8分周回路として働く。出力は36のQ出力より取り出し1/5分周の時デューティが1:1でなく、出力が2進100の間と101のリセットが終了するまでの遷移時間分のみがHレベルとなる。故に最終段FF37で対称なクロック出力となる。6.2.5KHz又は100KHzを得ている。第7図は本発明の他の実施例であつてSCFとSCFクロック制御回路を表わす。第6図の方法の場合SCFクロック周波数の増加によりバンドバスフィルタのバンド巾も広化し、高群では多少広くなってしまうのを改善するものである。併せて2種類の周波数仕様にも対応できる様切り換え端子B/Cを有する。39は高群のバンドバスフィルタ、40は低群のバンドバスフィルタを各々SCFで構成し、アナログスイッチ41、42で選択しバッファ43で出力する。F1はフィルタ入力、F0はフィルタ出力である。第7図の方法では高群、低群別々のフィルタで最適なバンド巾を得ること

が可能なため、個々のフィルタ毎に異なる仕様、例えばCCCITT規格、ペル規格に切り替えていい。例えば低遙送信モードの場合H/L入力、インバータ46によりアンドゲート44を非選択、45を選択し40のみクロックを入力し39はクロック停止でSCPよりの雜音の発生とクロストークを防止する。同時にアナログスイッチも42の方を選択とする。

可変周囲回路47の出力は4種類のクロック周波数の発生が可能で、H/L、B/Cにより選択される。これにより同一モデムで種々の用途に対応でき利用範囲が非常に広がる。又個別用途毎にモデムを生成する場合も同一のICを用いる事ができスケールメリットによるコスト低下を可能にする。第8図は本発明の実施例のSCFの基本回路である。オペアンプ48とコンデンサC₁～C₄、MOSによるアナログスイッチ49～51により構成される。V₁は積分入力で

$V_s = -\frac{1}{s} \cdot \frac{C_1 f_s}{C_2}$ と等価になり、クロ

は本発明の実施例で第5図30の回路図である。第7図は本発明の他の実施例のSCFのクロック回路図である。第8図は本発明の実施例のSCFに用いる基本回路図である。

以上

33開平2-276351(4)

ラック周波数 f_1 とコンデンサ C_1 、 C_2 の比のみで時定数の大きな積分器を構成できる。 V_1 は正相の積分入力でスイッチ50、51により逆向きにオペアンプに入力される事で、

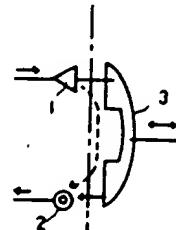
$$V_0 = \frac{1}{S} + \frac{C_s f s}{C_s} V_s \text{ が実現できる。}$$

V_1 は負の加算器として働き、フィルタ構成上必要となる帰還グループとの加算などを

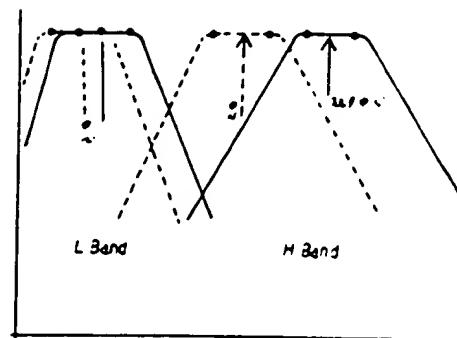
$V_0 = - \frac{C_1}{C_0} V$, コンデンサ比を係数として
導入意味がある

4. 図面の簡単な説明

第1図は一般的なカッブラモデルでのデータの流れを示す図。第2図は一般に用いられているFSKモデルの周波数帯域を示す図、第3図は従来のFSK復調回路のブロック図である。第4図は従来のFSK復調回路のRCアクティブフィルタの基本回路図である。第5図は本発明の実施例によるFSK復調回路のブロック図である。第6図

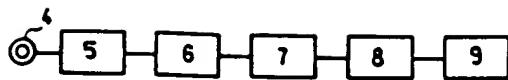


第 1

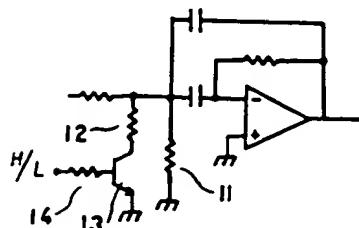


第2回

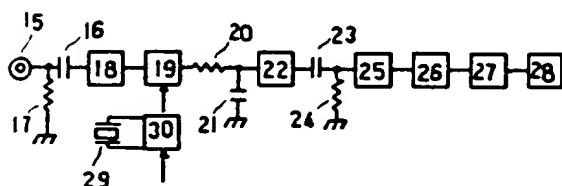
特開平2-276351(5)



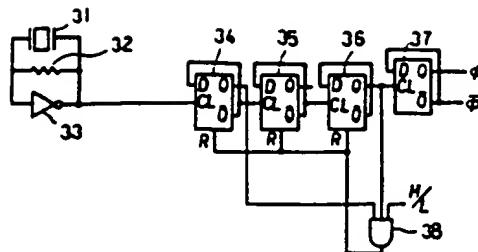
第3図



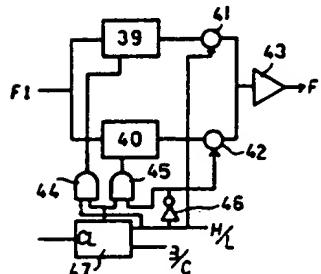
第4図



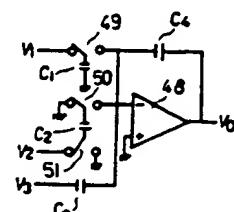
第5図



第6図



第7図



第8図

手続補正書（自免）

平成2年4月26日

回

特許庁長官 吉田文義

1. 事件の表示 02-076353
平成2年3月26日付提出の特許願(3)

2. 発明の名称

P S K 復調回路

3. 補正する者

事件との関係 出願人
東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
(236) セイコーエプソン株式会社

代表取締役 中村恒也

4. 代理人

〒163 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
セイコーエプソン株式会社内
(9338)弁理士 神木喜三郎
連絡先番348-8531 内線2610~2613

5. 補正の対象

明細書 (特許請求の範囲)

6. 補正の内容

1. 特許請求の範囲を対紙の通り補正する。

方式
変化



特許請求の範囲

異なる周波数によりデジタル信号を表現したP S K信号を受けて該異なる周波数を含む帯域の周波数のみを通過させる帯域フィルタを備え、該帯域フィルタを通過した周波数に基づき前記デジタル信号を復調するP S K復調回路において、

前記帯域フィルタは、供給される制御クロックにより制御されると共に通過させる周波数帯域が前記制御クロックの周波数に基づき設定されるスイッチド・キャパシタ・フィルタより成り、且つ該スイッチド・キャパシタ・フィルタは通過させる周波数帯域が異なる高周用フィルタと低周用フィルタを有し、

全二重通信方式の異なる規格のP S K信号が各々有する周波数を前記高周用又は低周用フィルタに通過させるように、前記高周用又は低周用フィルタに前記制御クロックを供給するクロック発生回路を備えることを特徴とするP S K復調回路。